

SIMULACE REGULAČNÍ SMYČKY PROUDU SPÍNANÉHO RELUKTANČNÍHO MOTORU V PROSTŘEDÍ MATLAB

Jiří Fořt, Martin Pittermann

ZČU v Plzni - Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Anotace:

Cílem příspěvku je popsat požadavky na regulaci proudu spínaného reluktančního motoru (SRM). Úvod zachycuje vytvoření matematického modelu SRM vhodného pro následné simulace. Dále se článek věnuje základním variantám regulátorů proudu (regulátor typu P, regulátor typu PI, regulátor s výpočtem napětí z matematického modelu SRM). Součástí je též návrh parametrů těchto regulátorů. Kromě simulací zvolených variant regulace, jsou v textu uvedeny také výsledky měření na skutečném stroji o výkonu 3,5 kW. Závěr je pak věnován regulační smyčce otáček SRM.

1 Matematický model SRM

Se vzrůstající silou dnešní výpočetní techniky máme příležitost vytvářet matematické modely stále složitějších a komplexnějších systémů. Pro vytvoření modelu spínaného reluktančního motoru je nutné vhodným způsobem zpracovat veškeré naměřené hodnoty (magnetizační charakteristiky, moment setrvačnosti ...).

U spínaných reluktančních motorů je elektromagnetický tok Ψ funkcí dvou proměnných a to proudu procházejícího danou fází i a okamžité polohy rotoru ϑ . Základní napěťovou rovnici popisující elektromagnetické poměry SRM lze rozepsat pomocí parciálních derivací následujícím způsobem:

$$u = R \cdot i + \frac{d\Psi(\vartheta, i)}{dt} = R \cdot i + \frac{\partial\Psi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial\Psi}{\partial\vartheta} \cdot \frac{d\vartheta}{dt} = R \cdot i + L(\vartheta, i) \cdot \frac{di}{dt} + K(\vartheta, i) \cdot \omega \quad (1-1)$$

a po úpravě rovnice (1-1) na tvar vhodný pro numerické řešení dostaneme:

$$di = \frac{u - R \cdot i - K(\vartheta, i) \cdot \omega}{L(\vartheta, i)} \cdot dt \quad (1-2)$$

kde funkce $L(\vartheta, i)$ odpovídá okamžité hodnotě indukčnosti a $K(\vartheta, i)$ představuje okamžitý hodnotu činitele magnetického toku a jsou určeny takto:

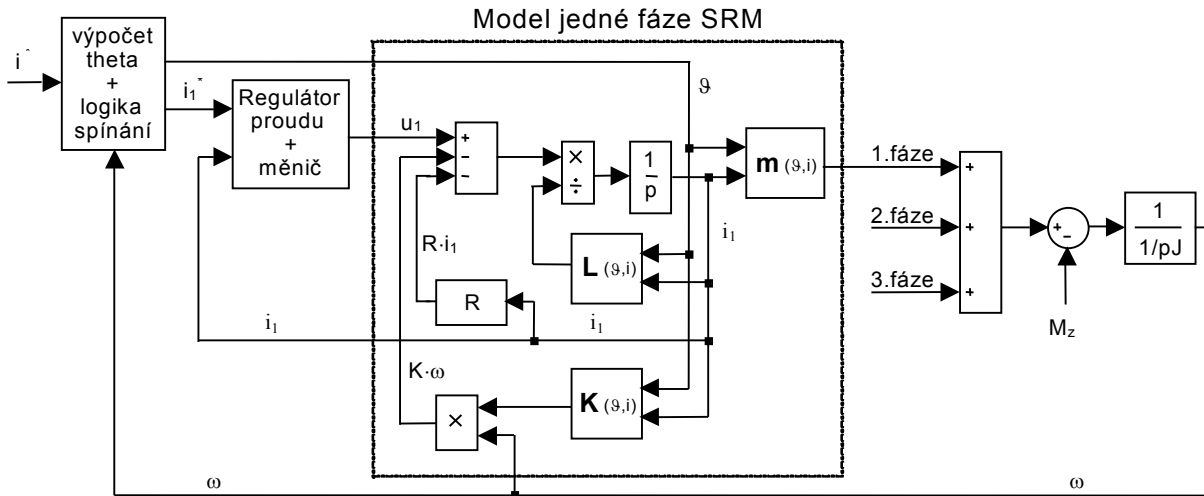
$$L(\vartheta, i) = \frac{\partial\Psi(\vartheta, i)}{\partial i}, \quad K(\vartheta, i) = \frac{\partial\Psi(\vartheta, i)}{\partial\vartheta} \quad (1-3)$$

Pro získání funkce momentu $m = f(\vartheta, i)$ lze uvést poměrně dlouhé odvození vycházejícího ze základní napěťové rovnice a z energetické rovnováhy. Celé toto odvození je blíže uvedeno například v [1]. V tomto případě se spokojíme pouze s následujícími výslednými vztahy:

$$m(\vartheta, i) = \frac{\partial W_{kmg}(\vartheta, i)}{\partial\vartheta}, \quad \text{přičemž } W_{kmg}(\vartheta, i) = \int_0^i \Psi(\vartheta, i) \cdot di \quad (1-4)$$
$$m(\vartheta, i) = \frac{\partial}{\partial\vartheta} \left(\int_0^i \Psi(\vartheta, i) \cdot di \right)$$

Silně orámovaná část na Obr. 1-1 naznačuje matematický model jedné fáze spínaného reluktančního motoru, jenž byl sestaven na základě výše uvedených vztahů (1-2) až (1-4). Schéma nezachycuje vnitřní strukturu ostatních fází spínaného reluktančního motoru, nicméně s předpokladem shodných parametrů všech fází je jejich matematický model totožný (s výjimkou veličin u_1, i_1 , atd.) příslušných danému fázovému vinutí. Zbývající bloky na Obr. 1-1 (mimo silně orámovanou část) nejsou pro tuto část článku podstatné a jsou uvedeny pouze orientačně pro pochopení souvislosti vytvářeného modelu jedné fáze SR-motoru s navazující

strukturou napájecích a regulačních obvodů. Této problematice se podrobněji věnuje 2. část příspěvku (viz dále).



Obr. 1-1: Matematický model jedné fáze SRM

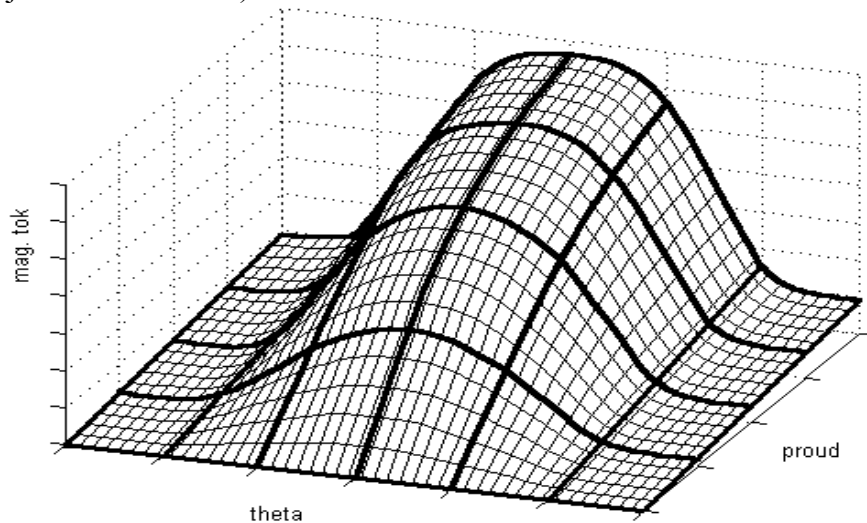
Je tedy zřejmé, že pro vytvoření matematického modelu SRM bude nutné určit parciální derivace, tedy funkce $\mathbf{L} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta}, \mathbf{i})$, $\mathbf{K} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta}, \mathbf{i})$, ale též funkci $\mathbf{m} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta}, \mathbf{i})$. Abychom tak mohli učinit je nejdříve potřebné naměřené hodnoty funkce $\Psi = \mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta}, \mathbf{i})$ nahradit nějakým vhodným analytickým vztahem, který by se mohl snadno derivovat, popřípadě integrovat. V [1] je uvedeno několik způsobů aproximace funkce magnetického toku $\Psi = \mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta}, \mathbf{i})$, z nichž zřejmě nevýhodnější metoda se využívá kubických splinů, která je popsána v [3]. Pokud nahradíme magnetický tok Ψ tímto splinem dostaneme vztah:

$$\Psi = \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^4 {}^{m,n}c_{i,j} \cdot x^{4-i} \cdot y^{4-j} \quad (1-5)$$

kde horní indexy \mathbf{m} , \mathbf{n} určují v magnetizační charakteristice pozici aktuálního bodu, přičemž ${}^{m,n}c_{i,j}$ je matice se 4×4 komponenty, různými pro každou z $\mathbf{m} \times \mathbf{n}$ částí (viz jednotlivé plochy na Obr. 1-2). Dále uvažujeme tyto pomocné vztahy:

$$\begin{aligned} x &= \mathbf{i} - \text{uzel_i}(m) && \text{přičemž } \text{uzel_i}(m) \leq \mathbf{i} < \text{uzel_i}(m+1) \\ y &= \boldsymbol{\vartheta} - \text{uzel_}\boldsymbol{\vartheta}(n) && \text{přičemž } \text{uzel_}\boldsymbol{\vartheta}(n) \leq \boldsymbol{\vartheta} < \text{uzel_}\boldsymbol{\vartheta}(n+1) \end{aligned} \quad (1-6)$$

Sekvence hraničních bodů, $\text{uzel_i}(m)$, $\text{uzel_}\boldsymbol{\vartheta}(n)$, je předpokládána pouze vzrůstající. Poznamenejme zde, že v případě interpolace je spolehlivost silně závislá na správné volbě těchto uzlů (tj. hraničních bodů).



Obr. 1-2: Náhrada funkce $\Psi = \mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta}, \mathbf{i})$ kubickým splinem

Pro snazší představu je na Obr. 1-2 graficky znázorněna jak magnetizační charakteristika $\Psi(\mathbf{i}, \mathcal{G})$, tak i možné rozdělení výsledné splinové funkce na několik samostatných ploch, vzniklých vhodnou volbou bodů **uzel_i** (m) a **uzel_g** (n), přičemž každá z těchto ploch je určena příslušnou maticí ${}^{m,n}c_{i,j}$ a výše uvedenými vztahy (1-5) a (1-6). Hranice mezi definičními intervaly jsou vyznačeny v grafu silnými černými křivkami.

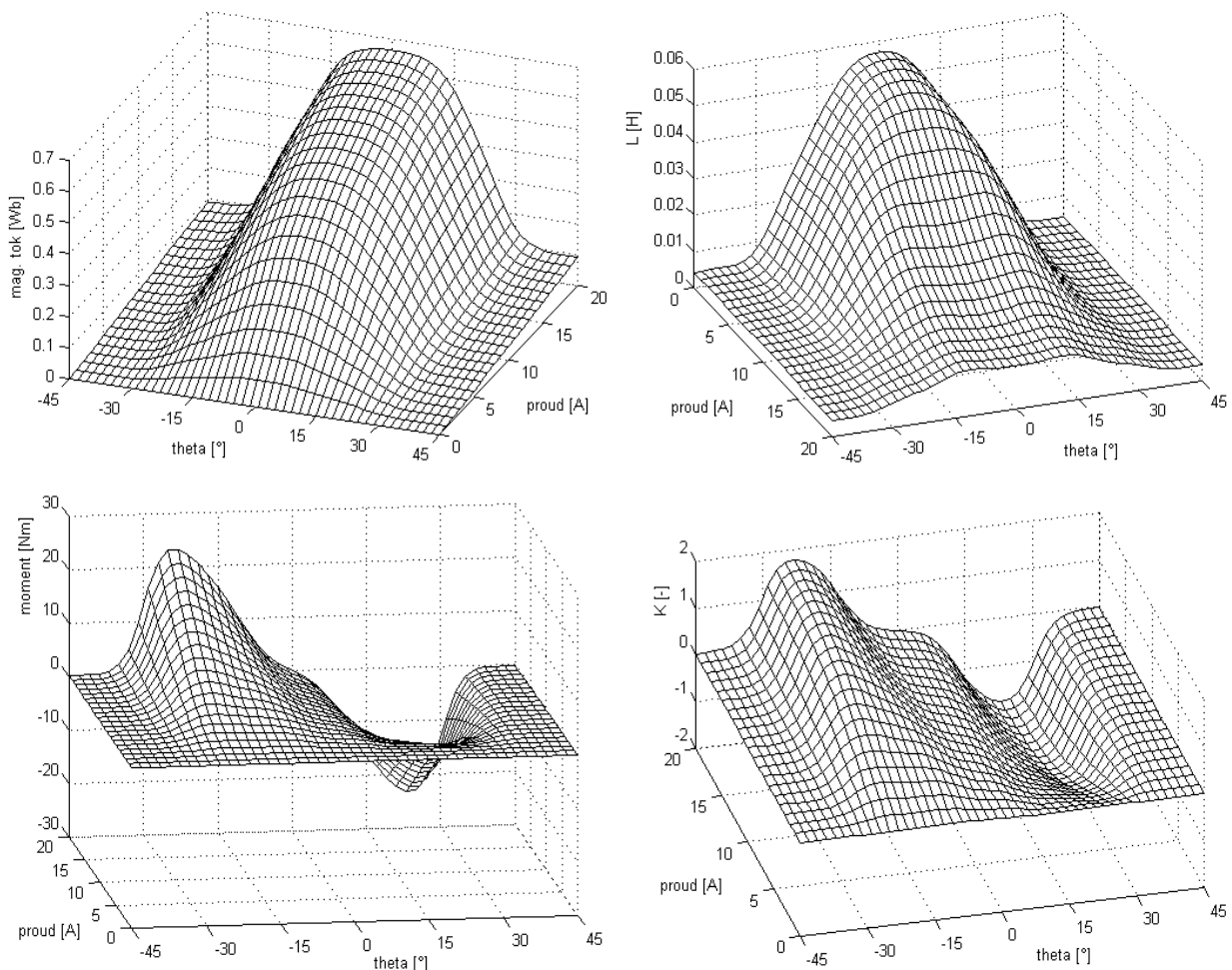
Se znalostí analytického předpisu funkce $\Psi(\mathcal{G}, \mathbf{i})$, viz vztahy (1-5) a (1-6), můžeme na základě rovnice (1-3) získat funkci okamžité hodnoty indukčnosti $L(\mathcal{G}, \mathbf{i})$, okamžitý činitel magnetického toku $K(\mathcal{G}, \mathbf{i})$ a funkci momentu $\mathbf{m}(\mathcal{G}, \mathbf{i})$, definovaného vztahem (1-4) určit takto:

$$L = \frac{\partial}{\partial x} \left(\sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^4 {}^{m,n}c_{i,j} \cdot x^{4-i} \cdot y^{4-j} \right) = \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^4 (4-i) \cdot {}^{m,n}c_{i,j} \cdot x^{3-i} \cdot y^{4-j} \quad (1-7)$$

$$K = \frac{\partial}{\partial y} \left(\sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^4 {}^{m,n}c_{i,j} \cdot x^{4-i} \cdot y^{4-j} \right) = \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^3 (4-j) \cdot {}^{m,n}c_{i,j} \cdot x^{4-i} \cdot y^{3-j} \quad (1-8)$$

$$m = \sum_{k=1}^m \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^3 \frac{4-j}{5-i} {}^{k,n}c_{i,j} \cdot x_k^{5-i} \cdot y^{3-j} + \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^3 \frac{4-j}{5-i} {}^{m+1,n}c_{i,j} \cdot x^{5-i} \cdot y^{3-j} \quad (1-9)$$

Jak je patrné ze rovnic (1-5) až (1-9), všechny výpočty (pro Ψ , L , K a \mathbf{m}) vyžadují pouze matice ${}^{m,n}c_{i,j}$ a pole definující uzlové body, **uzel_i** (m) a **uzel_g** (n).



Obr. 1-3: Aproximace $\Psi(\mathcal{G})$ kubickým splinem - grafické znázornění základních funkcí $\Psi = f(\mathcal{G}, i)$, $L = f(\mathcal{G}, i)$, $m = f(\mathcal{G}, i)$, $K = f(\mathcal{G}, i)$

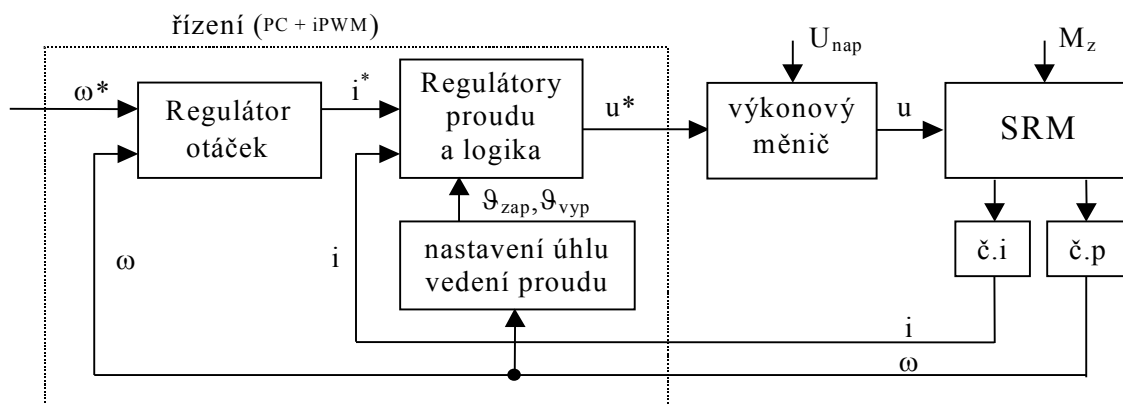
K výpočtu všech uvedených vztahů je vhodné použít funkci fnder z toolboxu SPLINE programu MATLAB. Tato funkce umožňuje výpočet jednotlivých směrových derivací

(výpočet L a K) a integrací (výpočet W_{komg}), ale i jejich kombinací (přímý výpočet m). Je nutné pouze nastavit vhodné parametry funkce $fnder$ (viz [1]). Všechny výsledné funkce jsou pro přehled a možnost vzájemného porovnání uvedeny také v grafické podobě na předchozím obrázku (Obr. 1-3).

2 Regulační obvody SRM

V souvislosti s elektrickými pohony se SRM se v literatuře uvádí různá bloková schémata. Lze z nich však vyzorovat určité shodné části. Vycházíme-li z tradičních řídicích obvodů pro regulaci rychlosti, můžeme využít kaskádního zapojení nadřazeného rychlostního regulátoru (jehož výstupem je signál odpovídající požadovanému momentu motoru) a podřízené regulační smyčky. Tato smyčka má za úkol řídit výkonový měnič tak, aby motor tohoto momentu dosáhl. U klasických pohonů (např. se stejnosměrným motorem) je tato podřízená smyčka realizovaná jako proudová. U pohonu se SRM je však nutno (podobně jako u ostatních střídavých motorů) respektovat v této smyčce i úhel (na rozdíl od stejnosměrných motorů, kde tato závislost na úhlu je odstraněna mechanickým komutátorem), což zajistí logika (viz 3. část příspěvku). Takže výsledná struktura elektrického pohonu se SRM má v principu regulační schéma zachycené na Obr. 2-1.

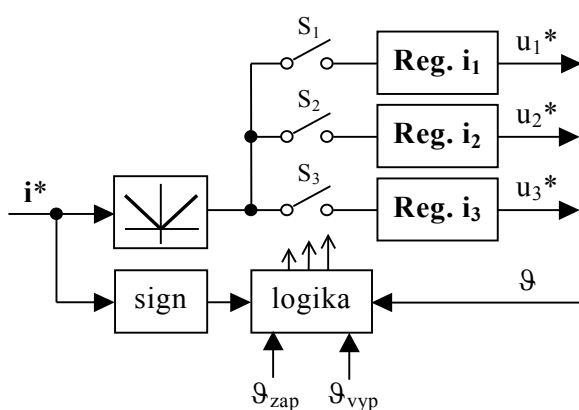
Problematika regulace otáček není v principu tolik svázána s konkrétním druhem použitého motoru, proto je řešena odděleně (viz 5. část příspěvku). Proto se nejprve zaměříme na podřazenou regulační smyčku.



Obr. 2-1: Struktura pohonu se SRM

3 Blok regulátorů proudu a logiky

Možná vnitřní struktura bloku, označeného na Obr. 2-1 jako „Regulátory proudu a logika“, je pro názornost zachycena na následujícím obrázku (Obr. 3-1).



Obr. 3-1: Blok regulátorů proudu a logiky

Z polarity požadovaného proudu (resp. požadovaného momentu) logika určí zdali se jedná o motorický nebo brzdový režim. Podle toho se předává požadavek na velikost proudu do konkrétního regulátoru proudu (pro příslušnou fázi) naznačenými spínači S_1 , S_2 nebo S_3 , tak aby bylo dosaženo maximálního možného momentu v aktuální poloze. Při velmi nízkých rychlostech mohou být v daném okamžiku sepnuty až dva spínače (neboť kladný moment může vznikat od dvou fází), zatímco při vysokých rychlostech je sepnut vždy nejvýše jeden spínač, neboť při vyšších rychlostech se stává problémem včas odbudit nabuzenou fázi. Proto od jisté rychlosti začínají vznikat „mezery“, kdy není sepnut žádný z těchto spínačů (tj. každá fáze je buď

vypnuta nebo se právě odbuzuje). S rostoucí rychlostí se poměr délky těchto „mezer“ vzhledem k délce periody zvyšuje. Pro větší motory se ukazuje velkým problémem právě určení ϑ_{vyp} , kdy začít nabuzenou fází odbuzovat (neboť se začne uplatňovat omezení maximálního napájecího napětí). Tento problém je podrobněji řešen v [1].

Následující části se budou věnovat problematice možností konkrétní realizace jednotlivých regulátorů proudu jedné fáze SRM (tj. bloky **Reg. i_1** až **Reg. i_3** na Obr. 3-1).

4 Regulace proudu

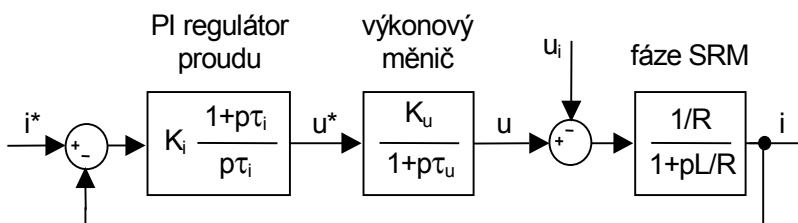
Z rovnice (1-4) je zřejmé, že velikost proudu v dané fázi bude mít zásadní vliv na výstupní moment spínaného reluktančního motoru. Pro regulaci proudu SRM lze obecně uvažovat všechny druhy regulátorů (dvouhodnotová regulace, regulátor typu P, PI, fuzzy regulátor...). Každá z těchto variant má samozřejmě své výhody i nevýhody. Některé základní typy regulátorů budou dále diskutovány, přičemž zvolená varianta podrobněji.

Dvouhodnotová regulace proudu

Ve spojení se SRM je velmi často zmiňována dvouhodnotová regulace proudu. V tomto případě je PWM modulace (tj. spínání a vypínání příslušných výkonových prvků měniče) odvozena na základě okamžité hodnoty proudu v dané fázi a na nastavené hysterezi (blíže v [1]). Toto řešení je poměrně jednoduché, dostatečně přesné a vhodné zvláště pro analogovou regulaci, popřípadě číslicovou regulaci s dostatečnou vzorkovací frekvencí. Bohužel tento způsob vede na proměnnou frekvenci PWM a s ní spojenou problematiku filtrace případného elektromagnetického rušení, případně hluku motoru. Rovněž při příliš úzkém hysterezním pásu mohou vzniknout problémy s vysokou spínací frekvencí výkonových polovodičových součástek (spínací ztráty, dimenzování, atd.). Použitelnost tohoto způsobu regulace proudu bude závislá především na dostupné řídicí technice¹.

Klasická regulace (P, PI)

Dalším, v literatuře velmi často uváděným, druhem regulátoru proudu je regulátor typu P, popřípadě PI. Základní struktura regulační smyčky je zjednodušeně zachycena Obr. 4-1, přičemž blok SRM je zjednodušená náhrada (pro nastavení regulátoru) odpovídající matematickému modelu pospanému v úvodu (viz silně orámovaná část na Obr. 1-1).



Obr. 4-1: Náhradní blokové schéma regulační smyčky proudu

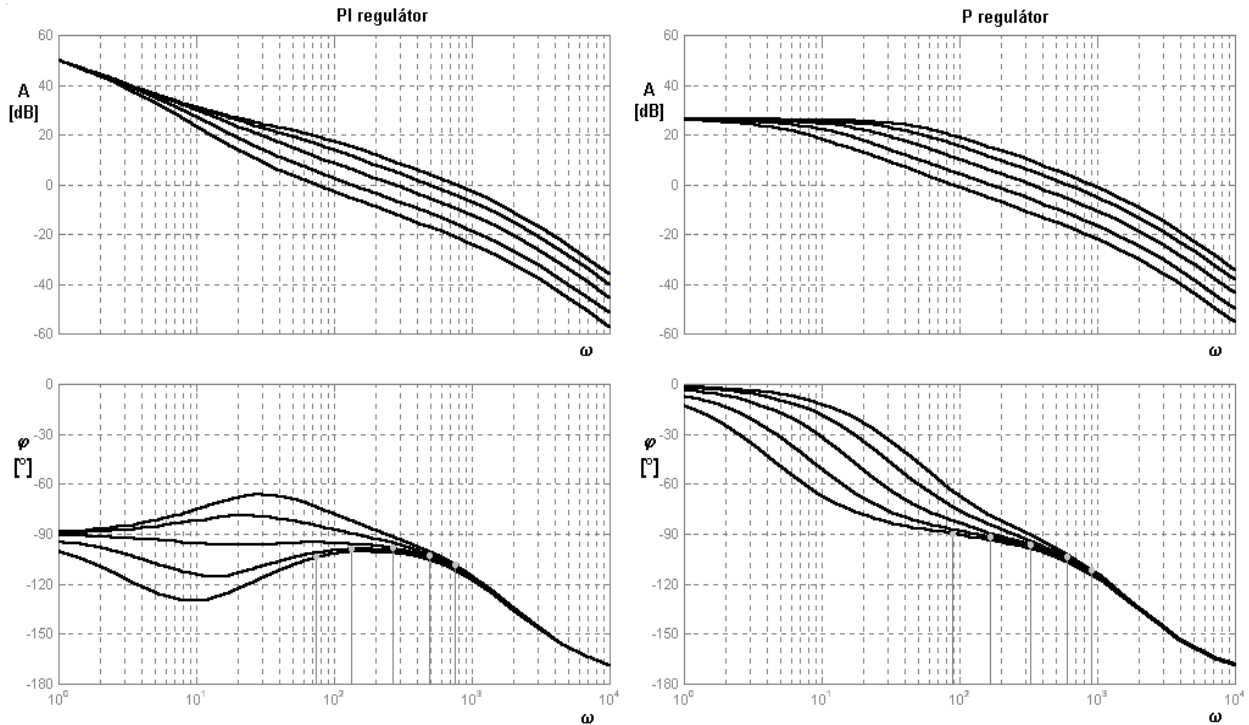
Tento regulátor může být také použit jak v analogové tak v číslicové podobě. Jedná se opět o poměrně jednoduchou variantu a (jak uvádí mnoho pramenů) plně dostačující pro spínané reluktanční motory malých výkonů², jejichž elektrické časové konstanty jsou malé.

Pro návrh parametrů regulátoru proudu lze tedy vycházet z uvedeného zjednodušeného náhradního blokového schématu (viz Obr. 4-1), u kterého se obvykle zanedbává vliv indukovaného napětí u_i . Využít lze libovolné metody návrhu, ale je nutné počítat s tím, že se indukčnost fáze L mění s úhlem natočení rotoru a tím se samozřejmě mění i elektrická časová konstanta obvodu vinutí (viz blok „fáze SRM“ na Obr. 4-1). Například při použití amplitudových a fázových logaritmických frekvenčních charakteristik, tvoří tyto charakteristiky celá síť průběhů. Vlastní parametry PI-regulátoru (resp. P-regulátoru) proudu

¹ Využití karty iPWM (což byl náš případ) je pro dvouhodnotovou regulaci bohužel problematické (viz [4])

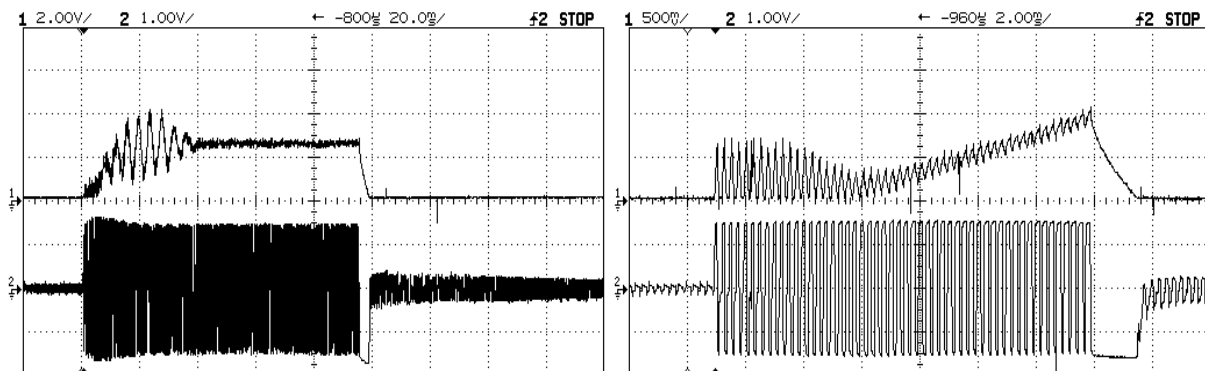
² Řádově desítky až stovky wattů.

musíme volit tak, aby jejich parametry odpovídaly všem provozním stavům spínaného reluktančního motoru. Pro konkrétní použitý fyzikální model SRM vyhovují parametry $K_i = 3$, $\tau_i = 0,05$ s (viz Obr. 4-2, kde pro celý rozsah L je vybráno pouze několik z nich).



Obr. 4-2: Logaritmické frekvenční charakteristiky otevřené regulační smyčky proudu s regulátorem typu PI (vlevo) a P (vpravo)

Na následujících obrázcích jsou zachyceny průběhy fázových proudů a napětí jedné fáze SRM při různých provozních režimech.



Obr. 4-3: Skutečné průběhy proudu a napětí jedné fáze SRM s PI regulátorem proudu

Podobnými měřeními se ukázalo, že pro náš prototyp spínaného reluktančního není tento typ regulátoru proudu dostačující a nespĺňuje tedy námi kladené požadavky. Proto bylo nutno použít složitější typ regulátoru (viz následující text).

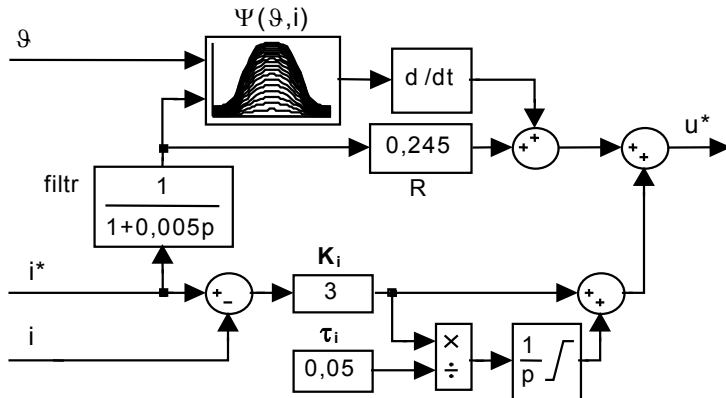
Regulace s výpočtem napětí

Jelikož předchozí způsoby (při daných parametrech dostupného SR motoru) nebyly vhodné a to jak z důvodu použité výpočetní techniky (dvouhodnotová regulace, fuzzy regulace) tak z důvodu špatných dynamických vlastností (P, PI regulátor). Celá situace se změnila doplněním klasického PI regulátoru proudu (navrženého dle předchozí kapitoly) výpočtem napětí z matematického modelu SRM. Tato struktura regulátoru proudu již přinesla celkem uspokojivé výsledky ověřené měřeními na skutečném stroji (viz dále).

Pro výpočet napětí lze použít následující napěťovou rovnici v základním tvaru, která předpokládá znalost funkce magnetického toku $\Psi(\vartheta, i)$:

$$u^* = R \cdot i^* + \frac{d\Psi(\vartheta, i^*)}{dt} \quad (4-1)$$

kde hodnota i^* určuje požadovaný proud ve fázi, R je odpor fáze a poslední člen rovnice (4-1) odpovídá časové změně magnetického toku.

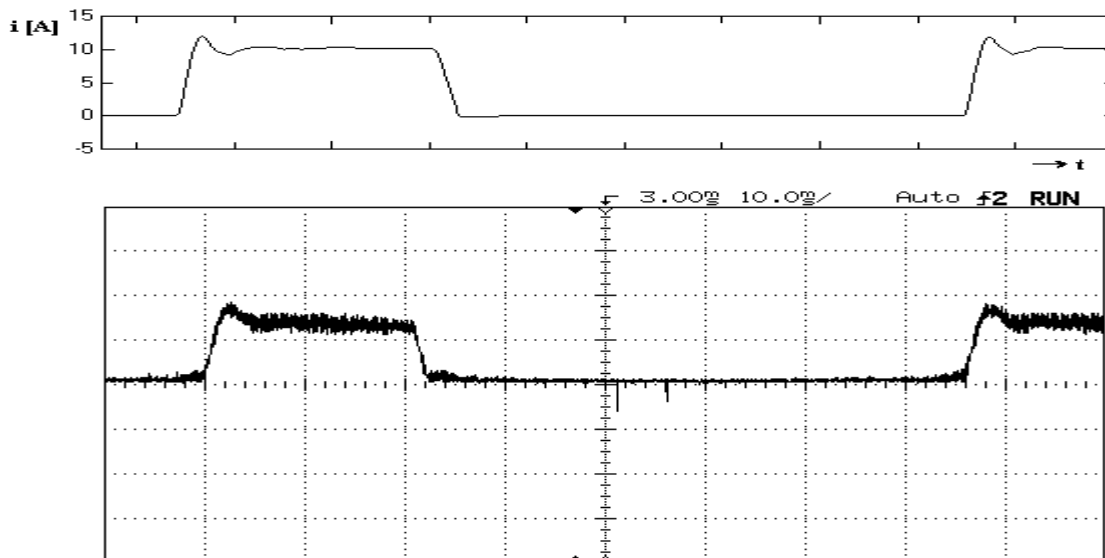


Obr. 4-4: Náhradní blokové schéma PI regulátoru proudu s výpočtem napětí

Na uvedeném schématu je zřetelný původní PI regulátor proudu (spodní část) doplněný o výpočet napětí dle rovnice (4-1) (umístěn v horní části obrázku). Protože se však požadovaná hodnota proudu i^* může obecně měnit skokem, což ovšem neodpovídá průběhu skutečného proudu i v daném fázovém vinutí SRM, je výsledné celkové schéma regulátoru proudu SRM doplněno o blok označený jako „filtr“. Pokud bychom provozovali celý

regulátor bez něho, znamenalo by to při velmi rychlé změně požadované hodnoty i^* také velmi rychlou změnu požadovaného magnetického toku $\Psi(\vartheta, i^*)$ a následná derivace by dosahovala velmi vysokých hodnot. Regulátor by tak požadoval od výkonového měniče velmi vysoké (kladné či záporné) napětí po velmi krátkou dobu. Tomu by také odpovídal velmi rychlý nárůst (popřípadě pokles) skutečného proudu, což by bylo v pořádku. Bohužel tato skutečnost neodpovídá realitě, neboť jsme omezeni dostupným napájecím napětím U_{nap} . Na fázi by se pak dostalo nejvýše plné napájecí napětí na zmíněnou velmi krátkou dobu (pokud uvažujeme pouze vliv od části regulátoru s výpočtem napětí) a skutečný proud by nebyl regulován na svou požadovanou hodnotu. Vlastní výpočet napětí by se tedy bez zmíněného „filtru“ stal zbytečným přívazkem, neboť regulaci proudu by víceméně zajišťoval pouze PI regulátor (spodní část Obr. 4-4). Dostali bychom se do podobné situace popsané v předchozích oddílech. Chování takového regulátoru by bylo opět nevyhovující. Konkrétní nastavení časové konstanty zmíněného „filtru“ vyplynulo ze simulací, neboť obecně závisí na mnoha okolnostech (parametry SRM, dostupné napájecí napětí, zapojení výkonového měniče, atd.)

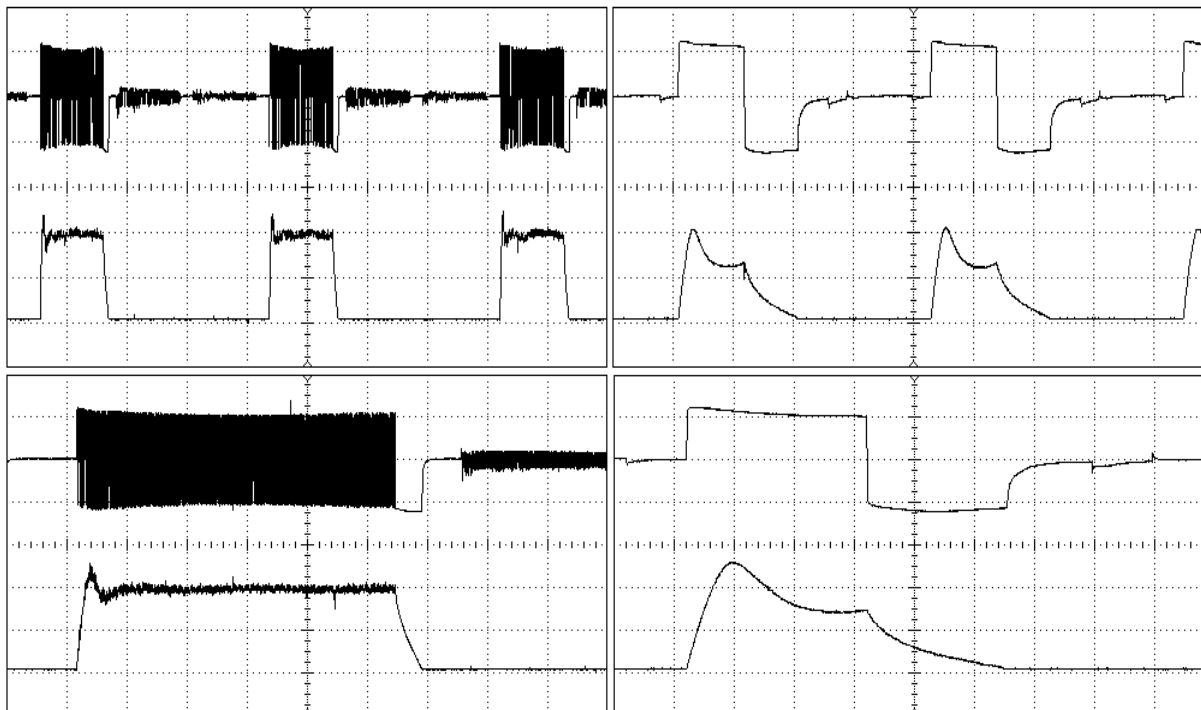
Následující obrázky představují časový průběh proudu jedné fáze získaný jednak simulací a jednak měřením na skutečném spínaném reluktančním motoru při zvoleném režimu.



Obr. 4-5: Časový průběh proudu získaný měřením

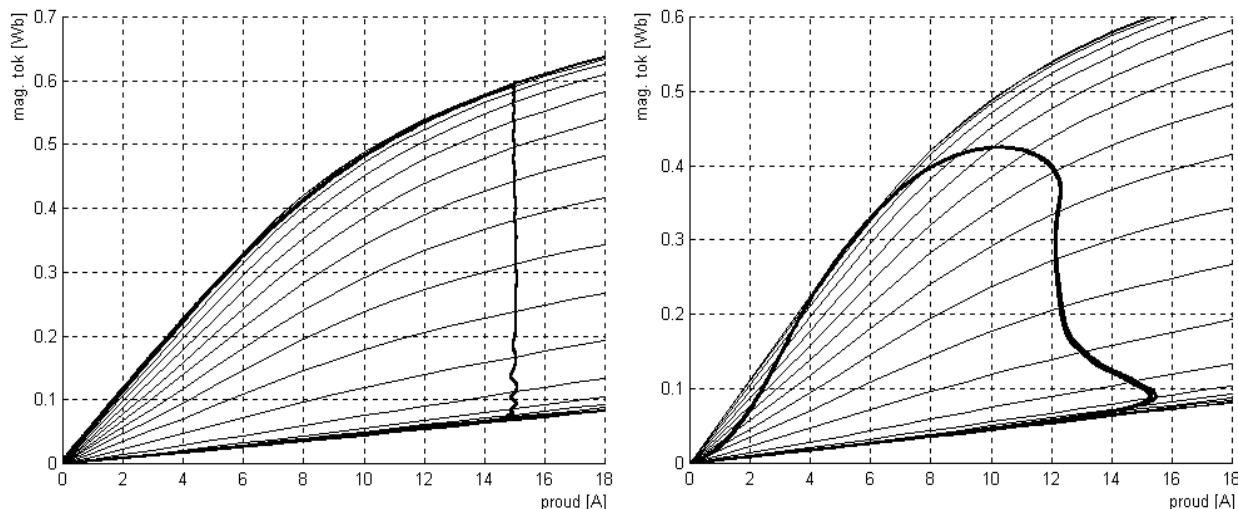
Patrný rozdíl je způsoben zjednodušeným (spojitým) modelem vlastního polovodičového výkonového měniče bez uvažování pulzně šířkové modulace.

Pro ilustraci jsou na Obr. 4-6 zachyceny průběhy napětí a proudu ve dvou základních režimech SRM a to jednak při „malé“ rychlosti ($n = 76$ ot/min, $M_z = 4,7$ Nm, $U_{\text{nap}} = 100$ V), kdy regulátor udržuje proud na požadované hodnotě, a jednak při „velké“ rychlosti, kdy již proud (při daném napájecím napětí) nestihne dosáhnout požadované hodnoty a regulace přechází na obdélníkové řízení ($n = 632$ ot/min, $M_z = 11,2$ Nm, $U_{\text{nap}} = 100$ V). Průběhy v obou těchto režimech jsou získány měřením na skutečném stroji a dalším vybavení blíže popsaném v disertační práci. K nastavení zatěžovacího momentu byl využit stejnosměrný cize buzený motor (blíže v [1]).



Obr. 4-6: Průběhy napětí a proudu jedné fáze SRM: při „malé“ rychlosti (vlevo) a při „velké“ rychlosti (vpravo) – detaily obou průběhů jsou ve spodní části

Pro úplnost je na Obr. 4-7 uveden i nasimulovaný pracovní cyklus proudu v rovině magnetizačních charakteristik a to opět při „malé“ i „velké“ úhlové rychlosti spínaného reluktančního motoru. Plocha ohraničená pracovní smyčkou v podstatě odpovídá energii, která se přemění na mechanickou práci a vytváří tak točivý moment motoru (blíže v [2]).



Obr. 4-7: Pracovní cyklus SRM v rovině magnetizačních charakteristik: při malé rychlosti (vlevo) a při velké rychlosti (vpravo)

Také z těchto grafů je patrný rozdíl mezi základními režimy („malá“ a „velká“ rychlost) v souvislosti s pracovním cyklem jedné fáze. Při bližším pohledu na Obr. 4-7 vlevo je zřetelné, že regulátor proudu správně reguluje fázový proud na požadovanou hodnotu (v tomto případě 15A). Naproti tomu při „velké“ rychlosti SRM (Obr. 4-7 vpravo) s dostupným napájecím napětím není regulátor schopen udržet skutečný fázový proud na požadované hodnotě (patrný je pokles proudu), čemuž odpovídá menší plocha pracovní smyčky a v důsledku také nižší střední hodnota výstupního točivého momentu.

Uvedený typ regulátoru proudu „PI s výpočtem napětí“ zajišťoval (v prováděných simulacích) regulaci proudu na požadovanou hodnotu poměrně spolehlivě a byl proto naprogramován i do řídicího algoritmu s iPWM kartou [4]. Při vlastním měření a testování na skutečném stroji pak byla ověřena vhodnost tohoto typu regulátoru proudu. Uspokojivé výsledky jsou patrné také z výše uvedených osciloskopických průběhů na Obr. 4-6. Pro další práci a laborování s celým pohonem se SRM byl tedy zvolen tento způsob regulace proudu.

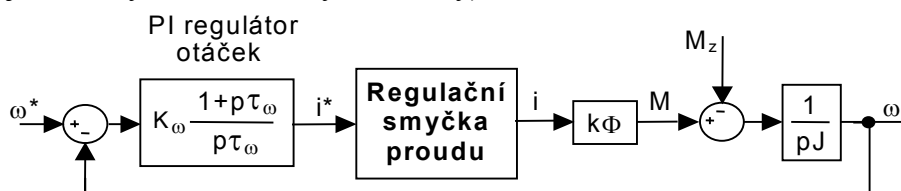
Fuzzy regulace proudu

Celkem zvláštní kapitolu by mohla tvořit možnost nasazení fuzzy regulátoru proudu a to v jakékoli podobě (PI, PD, PID). Z důvodu značné nelinearity SRM (a s ní spojený složitější matematický popis) by tato varianta mohla přinést zajímavé výsledky, avšak i literatura uvádí fuzzy regulaci ve spojení se SRM spíše výjimečně. Doposud ale chybí jednoduchá metoda jednoznačného návrhu fuzzy regulátoru a nastavení jeho parametrů (tvar a počet funkcí příslušnosti, tvorba báze pravidel, způsob defuzzifikace, atd.). Pro nedostatek prostoru není tato možnost regulace proudu SRM uvedena detailněji.

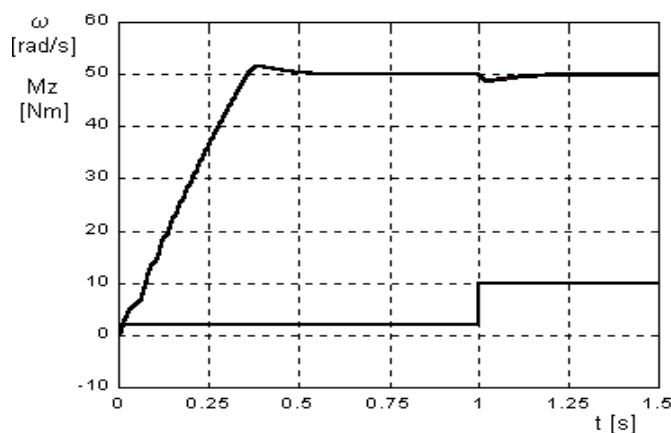
5 Regulace otáček

Problematika regulace otáček soustrojí není v principu tolik svázána s konkrétním druhem použitého motoru. Pro regulaci proudu SRM lze obecně uvažovat různé druhy regulátorů, přičemž v našem případě byla dána přednost klasickému regulátoru typu PI (popř. typu P).

Pokud využijeme kaskádního zapojení regulátorů, jak je naznačeno na Obr. 2-1, lze při návrhu nadřazené regulační smyčky otáček postupovat obdobně jako u klasických pohonů (např. se stejnosměrnými cizí buzenými motory).



Obr. 5-1: Náhradní blokové schéma regulační smyčky otáček



Obr. 5-2: Rozběh soustrojí se SRM

Pro získání konkrétních parametrů regulátoru otáček lze využít, podobně jako u podřazené regulační smyčky proudu, libovolné metody návrhu. Například při použití amplitudových a fázových logaritmických frekvenčních charakteristik, byly (pro použitý fyzikální model soustrojí se SRM) vyhovující parametry $K_{\omega} = 4$, $\tau_{\omega} = 0,8$ s (blíže v [1]).

Vedlejší obrázek Obr. 5-2 zachycuje simulovaný rozběh soustrojí se SRM na požadovanou mechanickou rychlost

$\omega^* = 50 \text{ rad/s}$ s konstantním momentem zátěže $M_z = 2 \text{ Nm}$. V určitém časovém okamžiku byla zadána skoková změna zatěžovacího momentu na $M_z = 10 \text{ Nm}$.

Z časového průběhu mechanické rychlosti pohonu se SRM je zřejmé, že tento typ regulátoru otáček (uvažován typ PI s výše uvedenými zvolenými parametry vlastního regulátoru) je dostatečný. Problematika regulace otáček SRM je tedy obdobná jako u jiných typů elektrických motorů. Vyžaduje však poměrně precizně provedenou vnitřní regulační smyčku proudu, přičemž tato problematika se od pohonů s jinými druhy motorů výrazně liší.

Závěr

Cílem tohoto příspěvku bylo naznačit základní poznatky o řízení a regulaci spínaných reluktančních motorů a sestavení matematického modelu SRM na němž by bylo možné simulovat průběhy charakteristických veličin popisující jeho chování.

Pro vytvoření matematického modelu SRM lze téměř jednoznačně doporučit využití kubických splinů a to nejen z důvodu přesnosti, ale s využitím předdefinovaných funkcí Toolboxu „Spline“ dokonce i poměrně rychlému a jednoduchému řešení. Pro následné simulace (zejména jejich vyšší rychlost), ale i pro vlastní řídicí program, je výhodné pro funkce dvou proměnných (např. magnetický tok) vygenerovat dvourozměrnou tabulku s dostatečnou hustotou sítě. Pro vytvoření simulačního blokového schématu v „Simulinku“ lze pak jednoduše použít blok „Look-Up Table (2-D)“.

Další část se zabývá simulací celého pohonu se SRM spolu s návrhem a ověřením struktury regulačních obvodů. Tento oddíl průběžně uvádí výsledky získané jak simulacemi, tak i měřeními na skutečném soustrojí. Na rozdíl od mnohé literatury, byl v našem případě (pro konkrétní SRM) naprosto nedostačující klasický regulátor proudu typu PI (popř. typu P), což je způsobeno především parametry vlastního reluktančního stroje. Stejný regulátor proudu doplněný o výpočet napětí již přináší uspokojivé výsledky. Tento způsob regulace proudu lze tedy doporučit pro pohony se SRM středních výkonů (řádově od jednotek kW).

Vlastní problematiku regulace otáček pohonu se SRM lze řešit klasickými způsoby (např. PI regulátorem) obdobně jako u elektrických pohonů s jinými typy motorů.

Literatura

- [1] Fořt J. : Pohon se spínaným reluktančním motorem, Disertační práce ZČU, Plzeň 2003
- [2] Miller T.J.E. : Switched Reluctance Motors and their control, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford 1993
- [3] Večeřa I. : Aproximation / interpolation of multidimensional data and its use in simulation programs, konference MATLAB'99
- [4] Janda, P. : Manuál k iPWM v1.0, dokumentace k přídatné počítačové kartě

„Práce byla vytvořena s podporou grantu GA ČR 102/02/1355“

Ing. Jiří Fořt, Ph.D.
telefon: 377634415

e-mail: fort@kev.zcu.cz

Ing. Martin Pittermann, Ph.D.
telefon: 377634423

e-mail: pitterma@kev.zcu.cz

Západočeská univerzita v Plzni - Fakulta elektrotechnická
Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky - KEV
Sady Pětatřicátníků 14, Plzeň 30614